

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平3-82385

⑬ Int. Cl.<sup>8</sup>

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成3年(1991)4月8日

H 02 P 5/00  
G 05 B 13/04  
H 02 P 5/00

X 7315-5H  
8527-5H  
S 7315-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑮ 発明の名称 サーボモータ制御装置

⑯ 特 願 平1-214196

⑰ 出 願 平1(1989)8月22日

⑱ 発 明 者 岩 下 平 輔 山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 ファナック  
株式会社商品開発研究所内

⑲ 出 願 人 ファナック株式会社 山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地

⑳ 代 理 人 弁理士 竹本 松司 外2名

# 明 細 書

## 1. 発明の名称

サーボモータ制御装置

## 2. 特許請求の範囲

サーボモータの速度を微分して加速度信号を形成する手段、速度制御ループより出力される電流指令を用いて制御系のモデル規範としての加速度を推定する手段、前記加速度信号と推定された加速度とを比較して偏差を求める手段、該偏差信号により電流指令を補正する手段、補正された電流指令に対してサーボモータに流れる電流を所定値以下に制御するためのリミッタ、とを具備することを特徴とするサーボモータ制御装置。

## 3. 発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明は、周波数応答特性等の特性を改善した、サーボモータ制御装置に関する。

従来の技術

サーボモータの速度制御系は、外乱を無視すると第4図のブロック図のように示すことができる。

図において、 $K_1$ は積分ゲイン、 $K_2$ は比例ゲイン、 $K_3$ はトルク定数、 $J_m$ はモータロータイナーシャ、 $\beta$ は負荷イナーシャの大きさを表す定数である。この速度制御系は、速度指令  $V(s)$  とモータ速度  $W(s)$  との偏差信号を積分項  $K_1/s$  により積分したものおよびモータ速度  $W(s)$  を比例項  $K_2$  を通して帰還したものの和としてトルク指令  $T(s)$  (電流指令) とし、さらに、同期電動機においてはモータの磁束分布と電流がトルクと関連しているため、該トルク指令  $T(s)$  に対し電流ループ制御を行ってモータを駆動している。

発明が解決しようとする課題

このような速度制御系は、積分項  $K_1/s$  のために応答に時間遅れが生じ、制御系が発振して不安定状態となったり、モータ停止時に振動が発生するという問題があった。

本発明はこのような従来技術の問題点の解消を目的とすると共に、モータを駆動制御するインバータやモータ自体の保護を行うサーボモータ制御

REST AVAILABLE COPY

装置を提供するものである。

#### 課題を解決するための手段

上記目的を達成するために、本発明のサーボモータ制御装置は次のように構成される。即ち、サーボモータの速度を微分して加速度信号を形成する手段、速度制御ループより出力される電流指令を用いて制御系のモデル規範としての加速度を推定する手段、前記加速度信号と推定された加速度を比較して偏差を求める手段、該偏差信号により電流指令を補正する手段、補正された電流指令に対してサーボモータに流れる電流を所定値以下に制御するためのリミッタ、とを具備することによって上記課題を解決した。

#### 作用

上記構成とすることにより、本発明によればサーボモータの制御系の安定性が向上し、負荷変動や外乱による影響も軽減することができる。又、加速度のフィードバック制御を行うことから、サーボモータが何らかの理由で急激に停止して加速度が急激に増大してもリミッタによって電流は制

電流を所定値以下に制限するリミッタを設けた点に特徴がある。即ち、微分オペレータSを設けることによりモータ速度を微分して加速度フィードバック系を形成し、電流指令を規範として加速度を推定し、加速度信号と比較して電流指令の補正を行い、この補正された電流指令に対し、リミッタで所定値以上の電流がモータに流れないようにしたものである。

次に第1図の伝達関数  $W(s)/V(s)$  を求める。

(1) 補正ゲイン  $K_A = 0$  の場合 (従来例)

$$\begin{aligned} \{W(s)/V(s)\} &= (K_T K_1) / \{J_M (1+\beta) S^2 + K_T K_2 S + K_T K_1\} \\ &\dots\dots (1) \end{aligned}$$

ここで  $K_1 = (1+\beta_0) K_{10}$   
 $K_2 = (1+\beta_0) K_{20}$

$\beta$  : 実際のイナーシャに対応する定数

$\beta_0$  : 負荷のイナーシャ比に対応する定数

$K_{10}$  :  $\beta_0 = 0$  のときの速度ループの積分ゲイン

$K_{20}$  :  $\beta_0 = 0$  のときの速度ループの比例ゲイン

限されるから、モータ電流を制御するインバータ及びモータ自体に過大な電流が流れず、インバータ及びモータを保護することとなる。

#### 実施例

以下、図により本発明の実施例について説明する。本発明においては、モデル規範適応制御を用いるので、最初にこの制御の原理について説明する。第3図は並列形モデル規範制御系の一例を示すブロック図である。この図に示すように、制御対象に対して規範モデルを並列に配置し、制御対象の出力  $I_{out}$  と規範モデルの出力  $I_{out}^*$  の差  $e$  によって補正信号  $C(e)$  を作り、これを  $I_{ref}$  に加えるようにしたものである。このようなモデル規範適応制御は、応答が速く制御系に対する適応制御ができるという利点を有している。

第1図は、本発明の一実施例を示すブロック図である。図において、第4図と同一符号については説明を省略するが、速度制御系の規範モデル  $a$  ( $K_T/J_M$ ) と微分オペレータSにおよび補正ゲイン  $K_A$  を設けた点、及びサーボモータに流す

とすると、 $\beta = \beta_0$  の場合には、(1) 式は、

$$\begin{aligned} \{W(s)/V(s)\} &= \{K_T K_{10} (1+\beta_0)\} / \{J_M (1+\beta_0) S^2 \\ &\quad + K_T (1+\beta_0) K_{20} S + K_T K_{10} (1+\beta_0)\} \\ &= W_n^2 / (S^2 + 2\zeta W_n S + W_n^2) \dots\dots (2) \end{aligned}$$

と表すことができる。但し、

$$(K_T K_{10}) / J_M = W_n^2, \quad (K_T / J_M) K_{20} = 2\zeta W_n$$

とする。

(2) 補正ゲイン  $K_A \neq 0$ 、係数  $\alpha = 0$  の場合

$$\begin{aligned} \{W(s)/V(s)\} &= (K_T K_1) / \{J_M (1+\beta) + K_T K_A\} S^2 \\ &\quad + K_T K_2 S + K_T K_1 \} \dots\dots (3) \end{aligned}$$

となり、加速度フィードバックのみを付加するとモータのロータイナリーシャが擬似的に増大したことに相当する。

(3) 補正ゲイン  $K_A \neq 0$ 、係数  $\alpha \neq 0$  の場合

(モデル規範制御と加速度フィードバックを付加した場合)

$$\{W(s)/V(s)\}$$

$$= K_r K_1 \{1 + \alpha K_A K_r / J_M\} / \{J_M (1 + \beta) + K_r K_A\} S^2 + K_r K_2 \{1 + (\alpha K_A K_r / J_M)\} S + K_r K_1 \{1 + (\alpha K_A K_r / J_M)\}$$

ここで、 $(\alpha K_r / J_M) = \alpha'$  とおくと、

$$\{W(s)/V(s)\} = \{K_r K_1 (1 + \alpha' K_A)\} / \{J_M (1 + \beta) + K_r K_A\} S^2 + \{K_r K_{20} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') S + K_r K_{10} (1 + \beta_0) (1 + \alpha' K_A)\}$$

次に、 $K_A$  を  $\{K_r K_A / J_M (1 + \beta)\} = P$  となるように定めたとき、即ち、見かけ上のロータイナーシャが  $(1 + P)$  倍となったときに、 $\alpha'$  を  $K_A \alpha' = P$  と定めると、 $\alpha$  は  $P \{J_M (1 + \beta) / K_r\} \cdot \alpha (K_r / J_M) = P$  より、 $\alpha = 1 / (1 + \beta)$

となることから、伝達関数は

$$\{W(s)/V(s)\} = \{K_r K_{10} (1 + \beta_0) (1 + P)\} / \{J_M (1 + \beta) (1 + P) S^2 + K_r K_{20} (1 + \beta_0) (1 + P) S + K_r K_{10} (1 + \beta_0) (1 + P)\} = \{K_r K_{10} (1 + \beta_0)\} / \{J_M (1 + \beta) S^2$$

$$\{\partial H(s) / \partial \beta(s)\} = \{-K_r K_{10} (1 + \alpha' K_A) J_M S^2 (1 + \beta_0)\} / \{J_M (1 + \beta(s)) + K_r K_A S^2 + K_r K_{20} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') S + K_r K_{10} (1 + \beta_0) (1 + \alpha' K_A)\}^2 \quad \dots (6)$$

ここで、 $K_A = 0$  とすれば

$$\{\partial H_0(s) / \partial \beta(s)\} = -K_r K_{10} (1 + \beta_0) J_M S^2 / \{J_M (1 + \beta(s)) S^2 + K_r K_{20} (1 + \beta_0) S + K_r K_{10} (1 + \beta_0)\}^2 \quad \dots (7)$$

次に、

$$G_1(s) = \{\partial H(s) / \partial \beta(s)\} / \{\partial H_0(s) / \partial \beta(s)\} \quad \dots (8)$$

を求めると、

$$K_A = P \cdot (1 + \beta_1) \times (J_M / K_r), \alpha = 1 / (1 + \beta_1) \text{ のとき} \\ K_A \alpha' = K_A \times (K_r / J_M) \alpha \\ = P (1 + \beta_1) (J_M / K_r) \cdot (K_r / J_M)$$

$$+ K_r K_{20} (1 + \beta_0) S + K_r K_{10} (1 + \beta_0)] \quad \dots (4)$$

となる。

即ち、(4) 式は、速度グループは指令に対しては  $K_A = 0$  (従来例) と同じ挙動を示し、同時にモータロータのイナーシャが見かけ上大くなり、速度制御系の安定性が增大していることを示している。

第2図は、外乱の影響を考慮した速度制限系のブロック図である。外乱の影響について検討する前に、イナーシャの変化による伝達関数への影響を考察する。

(1) モータイナーシャの係数  $\beta$  を  $\beta(s)$  としたときの伝達関数

$$H(s) = \{W(s)/V(s)\} = \{K_r K_{10} (1 + \alpha' K_A) (1 + \beta_0)\} / \{J_M (1 + \beta(s)) + K_r K_A\} S^2 + K_r K_{20} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') S + K_r K_{10} (1 + \beta_0) (1 + \alpha' K_A)\} \quad \dots (5)$$

$$\times \{1 / (1 + \beta_1)\}$$

$$= P$$

であり、かつ  $1 + \beta(s) \approx 1 + \beta_1$  とすれば、

$$G_1(s) = \{J_M (1 + \beta_1) S^2 + K_r K_{20} (1 + \beta_0) S + K_r K_{10} (1 + \beta_0)\}^2 \times (1 + P) / \{(1 + P)^2 \{J_M (1 + \beta_1) S^2 + K_r K_{20} (1 + \beta_0) S + K_r K_{10} (1 + \beta_0)\}^2\} = 1 / (1 + P) \quad \dots (9)$$

となる。この(9)式は、補正ゲイン  $K_A$  を、モーターのロータイナーシャが  $(1 + P)$  倍になるように定め、 $\alpha$  を、速度制御系のカットオフ周波数及びダイビング係数が  $K_A = 0$  のときと等しくなるように定めると、負荷イナーシャの変化が速度ループ伝達関数の変化に与える影響を  $1 / (1 + P)$  倍に低減できることを示している。

(2) 第2図においてトルク外乱  $T_0(s)$  を考慮した場合の伝達関数

いま、

トルク指令

$$T(s) = (K_1 / S) V(s) - \{ (K_1 / S) + K_2 \} W(s)$$

補正トルク信号

$$A(s) = K_A \{ (\alpha K_T / J_M) T(s) - S W(s) \}$$

モータ速度

$$W(s) = [1 / \{ S J_M (1 + \beta) \}] [T_D(s) + K_T \{ T(s) + A(s) \}]$$

とすると、次式が成立する。

$$W(s) = [1 / \{ S J_M (1 + \beta) \}] [T_D(s) + K_T \{ T(s) + K_A \{ (\alpha K_T / J_M) T(s) - S W(s) \} \}]$$

..... (10)

次に、

$$\begin{aligned} & \{ S J_M (1 + \beta) W(s) \} \\ &= T_D(s) + K_T \{ 1 + K_A \alpha (K_T / J_M) \} T(s) \\ &\quad - S K_T W(s) K_A \\ &= T_D(s) + K_T \{ 1 + K' \alpha (K_T / J_M) \} \\ &\quad [ (K_1 / S) V(s) - \{ (K_1 / S) + K_2 \} W(s) ] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \{ \partial W(s) / \partial T_D(s) \} \\ &= S / [ \{ J_M (1 + \beta) + K_A K_T \} S^2 \\ &\quad + K_T K_{20} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') S \\ &\quad + K_T K_{10} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') ] \end{aligned}$$

..... (15)

となる。ここで、 $K_A = 0$  のときのモータ速度を  $W_0(s)$  とすると、

$$\begin{aligned} W_0(s) &= \{ K_T K_{10} (1 + \beta_0) V(s) + S T_D(s) \} \\ &\quad / \{ J_M (1 + \beta) S^2 + K_T K_{20} (1 + \beta_0) S \\ &\quad + K_T K_{10} (1 + \beta_0) \} \end{aligned}$$

..... (16)

となるので、

$$\begin{aligned} & \{ \partial W_0(s) / \partial T_D(s) \} \\ &= T_D(s) / \{ J_M (1 + \beta) S^2 \\ &\quad + K_T K_{20} (1 + \beta_0) S + K_T K_{10} (1 + \beta_0) \} \end{aligned}$$

..... (17)

よって、

$$\begin{aligned} G_{TD}(s) &= \{ \partial W(s) / \partial T_D(s) \} \\ &\quad / \{ \partial W_0(s) / \partial T_D(s) \} \end{aligned}$$

$$- S K_T W(s) K_A$$

..... (11)

$$\begin{aligned} & S^2 J_M (1 + \beta) W(s) \\ &= S T_D(s) + K_T \{ 1 + K_A \alpha' \} \{ K_1 V(s) \\ &\quad - (K_1 + S K_2) W(s) \} - S^2 K_T W(s) K_A \end{aligned}$$

..... (12)

$$\begin{aligned} & [ \{ J_M (1 + \beta) + K_A K_T \} S^2 + K_T K_2 \{ 1 + K_A \alpha' \} S \\ &\quad + K_T K_1 \{ 1 + K_A \alpha' \} ] W(s) \\ &= S T_D(s) + K_T K_1 \{ 1 + K_A \alpha' \} V(s) \end{aligned}$$

..... (13)

となるので、これより (10) 式は、

$$\begin{aligned} W(s) &= [ K_T K_{10} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') V(s) \\ &\quad + S T_D(s) ] / [ \{ J_M (1 + \beta) + K_A K_T \} S^2 \\ &\quad + K_T K_{20} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') S \\ &\quad + K_T K_{10} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') ] \end{aligned}$$

..... (14)

となる。また、外乱  $T_D(s)$  の変化によりモータ速度  $W(s)$  がどのように変化するかを検討すると、

$$\begin{aligned} &= \{ J_M (1 + \beta) S^2 + K_T K_{20} (1 + \beta) S \\ &\quad + K_T K_{10} (1 + \beta_0) \} / [ \{ J_M (1 + \beta) \\ &\quad + K_A K_T \} S^2 + K_T K_{20} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') S \\ &\quad + K_T K_{10} (1 + \beta_0) (1 + K_A \alpha') ] \end{aligned}$$

..... (18)

が成立する。

次に、

$$K_A = P (1 + \beta) (J_M / K_T), \quad \alpha = 1 / (1 + \beta)$$

とすると、

$$\begin{aligned} G_{TD}(s) &= \{ J_M (1 + \beta) S^2 + K_T K_{20} (1 + \beta) S \\ &\quad + K_T K_{10} (1 + \beta_0) \} / \{ (1 + P) \{ J_M (1 + \beta) S^2 \\ &\quad + K_T K_{20} (1 + \beta_0) S + K_T K_{10} (1 + \beta_0) \} \} \\ &= 1 / (1 + P) \end{aligned}$$

..... (19)

となる。(19) 式は、補正ゲイン  $K_A$  を、モータのロータイナーシヤが  $(1 + P)$  倍になるように定め、 $\alpha$  を速度制御系のカットオフ周波数およびダイビング係数が  $K_A = 0$  のときと等しくなるように定めると、外乱トルク変動がモータ速度  $W(s)$  に与える影響は  $1 / (1 + P)$  に低減され

ることを示している。

このように、本発明においては、電流のフィードバック制御の代りに加速度のフィードバック制御を行うことによって外乱抑圧性を向上させた。一方、サーボモータが何らかの理由で突然回転を停止したとき、加速度は大きく変化する。特に、第1図、第2図において微分オペレータSでモータ速度 $W(s)$ を微分して得られる加速度フィードバック信号はモータの突然の停止により大きな値になるが、規範モデル $\alpha(K_T/J_M)$ から出力される推定加速度信号は、位置ループや速度ループ等の遅れによりモータの回転停止と同時に大きな値とはならない。その結果、補正された電流指令は大きな値となりサーボモータに流れる電流を制御するインバータに大きな電流指令が出力され、該インバータ及びサーボモータ自体を破損させる恐れがある。そこで、本発明は、第1図、第2図に示すように、補正された電流指令をリミッタに通し電流を所定値以下に制限することによって、インバータに過大な電流指令が入力されない

ようにして、インバータ及びサーボモータを保護している。

従来の電流ループ制御においては、通常速度ループから出力されるトルク指令値 $T(s)$ （電流指令値）に対しリミッタを設けているが、この場合は電流のフィードバック信号が指令値を超えることがないから指令値に対しリミットを設けることで充分であるが、加速度フィードバック制御の場合は、加速度フィードバック信号が大きく変化的ことから、速度ループから出力される電流指令（トルク指令）に対しリミットを設けてもインバータに過大な電流指令が入力されることになるので、加速度フィードバックループ内にリミッタを設けてインバータに過大な電流指令が入力されないようにしている。

#### 発明の効果

以上説明したように、本発明はサーボモータの速度制御系に、モータ速度を微分して加速度信号を形成するループを設けると共に、電流指令を用いてモデル規範としての加速度を特定し、この推

定値と加速度信号と比較し、電流指令を補正し、かつ、補正された電流指令に対しリミッタによって電流制限を行ってインバータに過大な電流指令が入力されないようにしたので、周波数応答を高め、外乱や負荷変動の影響を軽減でき安定な制御を行なうことができると共に、インバータに過大な電流指令が入力されることなくインバータやサーボモータ自体を破損させるようなことはない。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図、第2図は本発明のブロック図、第3図はモデル規範制御を説明するブロック図、第4図は従来例のブロック図である。

S…微分オペレータ、 $1/S$ …積分オペレータ、 $K_1$ …積分ゲイン、 $K_2$ …比例ゲイン、 $K_T$ …トルク定数、 $J_M$ …モータのイナーシャ、 $K_A$ …補正ゲイン。

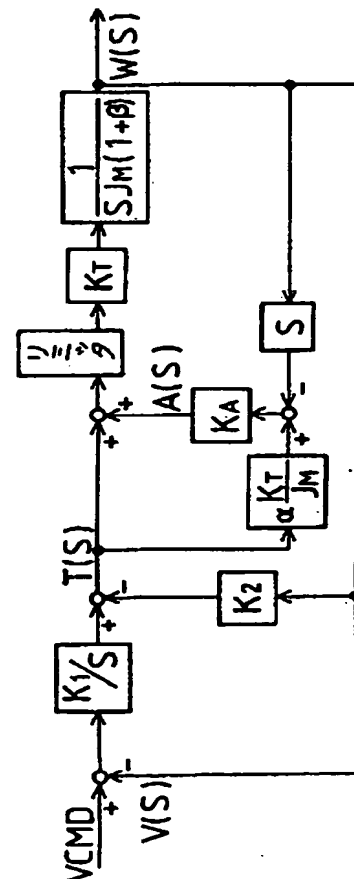
特許出願人 ファナック株式会社

代理人 弁理士 竹本松司

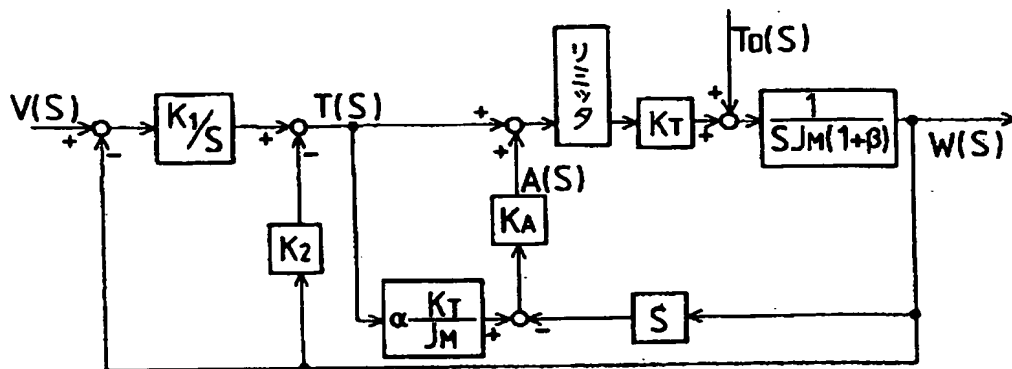
(ほか2名)



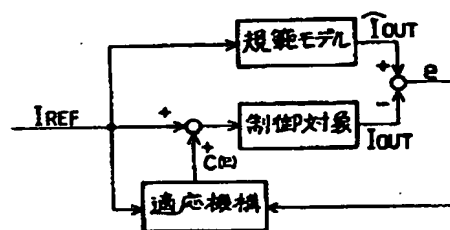
第1図



第 2 図



第 3 図



第 4 図

